



# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 1 1 AOUT 2003

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

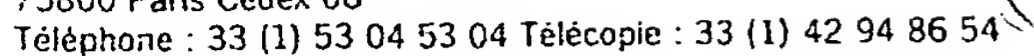
A handwritten signature in black ink, appearing to read 'M. Planche', is written over a horizontal line.

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS cedex 08  
Téléphone : 33 (0)1 53 04 53 04  
Télécopie : 33 (0)1 53 04 45 23  
[www.inpi.fr](http://www.inpi.fr)





N° 11354-02

page 1/2



08 540 W / 010501

Remplir impérativement la 2<sup>ème</sup> page



**PROCEDE D'EMISSION DE SIGNAUX RADIO EN DIVERSITE DE  
POLARISATION, STATION ET TERMINAL DE RADIOCOMMUNICATION  
POUR LA MISE EN ŒUVRE DU PROCEDE**

La présente invention concerne le domaine des radio-communications.  
5 Elle trouve notamment application dans les systèmes de radio-communication à diversité de polarisation.

Traditionnellement, les systèmes de radio-communication avec des mobiles utilisent des techniques de traitement en diversité qui permettent d'améliorer leurs performances. Le traitement en diversité repose sur la  
10 combinaison de l'information reçue à partir de plusieurs signaux transmis d'une source vers un destinataire. La diversité peut être introduite sur divers paramètres, comme le temps, l'espace, la fréquence ou la polarisation d'une onde électromagnétique, ce qui donne lieu à de multiples techniques.

Différentes méthodes de diversité d'émission sont par exemple  
15 actuellement prévues dans les réseaux cellulaires de troisième génération de type UMTS ("Universal Mobile Telecommunications System") dans le sens descendant (du réseau vers les mobiles). Une première catégorie de méthodes, dites méthodes de diversité d'émission en boucle ouverte mettent en œuvre les schémas STTD ("Space Time Transmit Diversity") ou TSTD  
20 ("Time Switch Transmit Diversity").

Le schéma de diversité STTD repose sur un codage espace-temps. Selon ce schéma, deux signaux  $s_0$  et  $s_1$  sont simultanément transmis à un instant  $t$  et sur une période  $T$  d'un temps symbole sur deux antennes 0 et 1, respectivement. A l'instant  $t + T$ , les signaux  $-s_1^*$  et  $s_0^*$  sont simultanément  
25 transmis sur une période  $T$  sur les antennes 0 et 1, respectivement (le symbole "\*" désignant l'opération de conjugaison complexe). Il permet ainsi, sur un système à deux antennes en émission et une antenne en réception, d'obtenir le même ordre de diversité que sur un système à une antenne en émission, deux antennes en réception dont les signaux sont traités par un récepteur à diversité  
30 utilisant la méthode de combinaison optimale ("Maximal Ratio Combining", MRC).

Le schéma STTD tel qu'appliqué dans les réseaux de type UMTS est décrit au paragraphe 5.3.1.1.1 de la spécification technique 3G TS 25.211,

"Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)", version 3.9.0 publiée en décembre 2001 par le 3GPP ("3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project").

5 La diversité d'émission en boucle fermée est aussi mise en œuvre dans ces réseaux de troisième génération. Une description détaillée en est donnée au paragraphe 7 de la spécification technique 3G TS 25.214, "Physical layer procedures (FDD) - Release 1999", version 3.9.0, publiée en décembre 2001 par le 3GPP.

10 Selon ce schéma, un signal est émis à partir de deux antennes, après avoir été pondéré sur chaque branche d'émission par un poids destiné à corriger sa phase et/ou son amplitude afin de maximiser la puissance du signal utile reçue par le récepteur. Une boucle de rétroaction permet la mise à jour à l'émetteur du vecteur de poids optimal. Un tel schéma est potentiellement sensible à la vitesse de déplacement du récepteur. Une vitesse élevée pourra  
15 exiger une correction de phase et une mise à jour du vecteur de pondération plus rapide que la vitesse de la boucle de rétroaction actuellement prévue.

Les stations de base de systèmes cellulaires qui exploitent une diversité de polarisation utilisent par exemple un système d'antenne à polarisation croisée ("cross-polar"), c'est-à-dire composé de deux antennes  
20 placées au même endroit et agencées à 90° l'une de l'autre (l'une est par exemple sensible à la polarisation verticale, et l'autre sensible à la polarisation horizontale). Le signal transmis est reçu par l'intermédiaire d'un système d'antenne à diversité de polarisation dans deux branches du récepteur. Des techniques de combinaison permettent alors de tirer parti de l'indépendance  
25 des comportements sur le trajet de propagation de signaux à polarisations orthogonales. Plus spécifiquement, le gain de diversité de polarisation résulte de la rotation de polarisation lors des réflexions aléatoires de l'onde électromagnétique transmise sur des obstacles. De manière classique, on admet que les signaux reçus en diversité de polarisation doivent être  
30 faiblement corrélés pour que la combinaison fournisse un gain qui justifie la mise en œuvre de cette technique. Lee et Yeh ("Polarization diversity system for mobile radio", IEEE Trans. Com., vol. COM-20, n°5, pp. 912-922, 1972) ont considéré qu'une diversité efficace peut être atteinte avec un coefficient de

corrélation en dessous de 0.7.

La présente invention se rapporte notamment à un schéma de diversité  
duale de polarisation en émission. Dans un tel schéma, l'émission radio est  
répartie sur deux unités agencées pour émettre chacune un signal dans une  
5 polarisation prédéterminée. Il peut par exemple être mis en œuvre dans une  
station de base pourvue d'un système d'antenne à polarisation croisée, et de  
deux unités d'émission radio, l'une étant prévue pour émettre en polarisation  
linéaire verticale, et l'autre en polarisation linéaire horizontale.

De telles stations de base sont décrites par exemple dans  
10 US-A-6 411 824 et WO01/54230.

La demande WO01/54230 décrit en particulier un système permettant  
de diminuer les effets des évanouissements rapides ("fast fading") observés  
sur un canal de communication avec un mobile. Selon la méthode décrite, une  
unité de transmission (d'une station de base ou d'un mobile) balaye des états  
15 prédéterminés de polarisation d'émission. La sélection d'un état optimal  
s'effectue selon un procédé en boucle ouverte ou en boucle fermée. Un tel  
procédé nécessite un rythme de mise à jour de l'optimum de polarisation au  
sens de la minimisation des effets du fading correspondant à la rapidité  
d'évolution de ce phénomène. Dans l'exemple décrit, l'adaptation est ainsi  
20 effectuée à un rythme de l'ordre d'une trame d'une durée de 10 ms. Une telle  
rapidité est peu compatible avec un procédé en boucle fermée, le rythme de la  
boucle de rétroaction imposant une charge excessive sur l'interface air compte  
tenu des avantages procurés par le procédé.

Un but de la présente invention est de proposer un autre mode de  
25 diversité de polarisation, qui procure un gain de réception appréciable sans  
chercher à suivre les évanouissements rapides du canal, ce qui imposerait une  
charge de signalisation difficilement acceptable.

L'invention propose ainsi un procédé d'émission d'un signal radio en  
diversité de polarisation, dans lequel on transmet plusieurs versions du signal  
30 radio ayant des polarisations différentes depuis une première station vers une  
seconde station. Selon l'invention, on règle de manière adaptative les  
puissances d'émission respectives desdites versions du signal radio en  
fonction de mesures effectuées par la première station sur des signaux

transmis par la seconde station.

Le procédé selon l'invention repose sur l'observation qu'en général, indépendamment du phénomène de fading rapide, une polarisation est privilégiée par rapport à l'autre à un instant donné en termes de puissance du signal utile mesurée au récepteur. Il est dès lors judicieux de privilégier l'émission sur l'une des deux polarisations.

Cependant, la polarisation privilégiée évolue au cours du temps, par exemple à cause de la mobilité de l'une ou l'autre des deux stations ou à cause de la présence de réflecteurs, d'obstacles ou d'interféreurs mobiles. Dans le cas où l'une des stations est un terminal mobile de radiocommunication cellulaire, la puissance reçue est en moyenne identique sur les deux polarisations, alors qu'à une échelle de temps sur laquelle les déplacements du terminal ne sont pas trop importants (par exemple de quelques centaines de millisecondes à quelques secondes), l'une des polarisations peut se trouver privilégiée. Avec les vitesses de déplacement usuelles, cette échelle de temps est grande par rapport à celle des variations du phénomène de fading sur le canal de propagation.

Le réglage adaptatif des puissances d'émission appliqué dans le procédé selon l'invention permet avantageusement de suivre ces évolutions pour procurer des performances de réception améliorées.

L'invention tire ainsi avantageusement parti de l'absence de contrainte de rapidité pesant sur la fréquence de la boucle de rétroaction de certains schémas en boucle fermée. Elle permet en outre de fournir une amélioration peu coûteuse en termes de complexité au schéma de diversité en boucle ouverte STTD.

Un autre aspect de la présente invention se rapporte à une station de radiocommunication à diversité de polarisation, comprenant des moyens d'émission de plusieurs versions d'un signal radio ayant des polarisations différentes vers une station de radiocommunication distante. Cette station selon l'invention comprend en outre des moyens de mesure de paramètres à partir de signaux transmis par ladite station distante et des moyens de réglage adaptatif des puissances d'émission respectives desdites versions du signal radio en fonction desdits paramètres mesurés.

L'invention propose d'autre part un terminal de radiocommunication, comprenant des moyens pour communiquer avec une infrastructure de réseau incorporant une station de radiocommunication telle que définie ci-dessus, des moyens pour recevoir et traiter des signaux émis en diversité de polarisation selon  $n_{pol}$  polarisations par ladite station, des moyens pour mesurer, pour certains au moins des signaux émis par ladite station de radiocommunication selon une polarisation déterminée parmi  $n_{pol}$ , une contribution moyenne en puissance du bruit interférant le signal utile relatif audit signal émis, et des moyens pour transmettre lesdites mesures de contribution moyenne en puissance du bruit à l'infrastructure de réseau de radiocommunication.

D'autres particularités et avantages de la présente invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

la figure 1 est un schéma d'une station de radiocommunication et d'un terminal mobile illustrant un premier mode de réalisation de l'invention ;

la figure 2 est un schéma synoptique d'une station de radiocommunication selon l'invention ;

la figure 3 est un schéma synoptique d'un exemple de réalisation d'un émetteur-récepteur d'une station de radiocommunication selon l'invention ;

la figure 4 est un schéma d'un réseau UMTS ;

la figure 5 est un schéma d'une station de radiocommunication et d'un terminal mobile illustrant un second mode de réalisation de l'invention.

La figure 1 montre une station (10) d'un réseau de radiocommunication selon l'invention. La station (10) communique avec un contrôleur de réseau radio (non représenté sur la figure), et dessert une ou plusieurs cellules au moyen d'émetteurs-récepteurs respectifs (11). Une station (typiquement un terminal) mobile (13) est située sous la couverture d'un émetteur-récepteur (11). L'émetteur-récepteur (11) génère en émission des champs rayonnants avec  $n_{pol}$  (égal à 2 dans l'exemple de la figure 1) polarisations, à partir de  $n_{pol}$  antennes co-localisées. Dans l'exemple de la figure 1, il émet un signal radio à polarisation verticale sur une première antenne (14) et un signal radio à polarisation horizontale sur une seconde antenne (15). Conformément à la technique traditionnelle de diversité de polarisation, ces signaux radio à

polarisations verticale et horizontale sont en fait deux versions d'un même signal. Chaque antenne (14)(15) est couplée à un amplificateur (16)(17), dont l'entrée est alimentée par l'une des deux sorties d'un coupleur de distribution (18). Selon un mode particulier de réalisation de l'invention, l'émission des  
 5 deux versions de signal radio est simultanée, auquel cas les deux versions sont fournies à l'entrée du coupleur (18).

La station (13) est aussi munie de  $n_{\text{ant}}$  (égal à 2 dans l'exemple de la figure 1) antennes (9)(19), chacune sensibles en réception aux  $n_{\text{pol}}$  polarisations d'émission de la station (10) afin de fonctionner en mode de  
 10 diversité de polarisation. De tels systèmes d'antenne peuvent par exemple être composés d'éléments dipôles croisés orientés selon un angle de  $2\alpha$  entre eux pour permettre la réception de polarisations linéaires espacées angulairement de  $2\alpha$ . Dans l'exemple de la figure 1, la station (13) émet aussi des signaux selon deux polarisations espacées de  $2\alpha$  (avec typiquement  $2\alpha = 90^\circ$ ).

15 On considère donc le cas d'une diversité d'émission d'ordre  $n_{\text{div}} = n_{\text{ant}} \times n_{\text{pol}}$  (égal à 4 dans l'exemple de la figure 1), et la réception par une station (13) de radiocommunication d'une séquence de symboles (seq), émise à partir de l'émetteur-récepteur (11) fonctionnant en mode de diversité de polarisation. Chaque antenne (14)(15) rayonne donc un champ dans une  
 20 polarisation  $(\text{pol}_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  qui transporte la séquence émise  $(\text{seq}^{\text{pol}_i})_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$ . On cherche alors à déterminer un vecteur de composantes les puissances  $(p_{e,BS}^{\text{pol}_i})_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  de chaque séquence  $(\text{seq}^{\text{pol}_i})_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  transmise avec une polarisation donnée  $(\text{pol}_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$ , et ce afin de répartir de manière optimale la puissance entre les différentes polarisations d'émission à partir de l'émetteur-  
 25 récepteur (11). La somme des puissances  $(p_{e,BS}^{\text{pol}_i})_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  est majorée par la puissance totale  $P$  disponible en émission. Le vecteur optimal de répartition des puissances est estimé en minimisant une fonction de coût relative à la qualité du signal utile reçu par la station de réception (13), qui peut être la probabilité d'erreur binaire moyenne sur les bits.

30 La figure 2 montre l'unité d'émission d'un émetteur-récepteur (11) d'une station (10) de radiocommunication selon l'invention. Chacune des  $n_{\text{pol}}$

antennes (14)(15) est agencée pour rayonner un champ avec une des  $n\_pol$  polarisations d'émission de la station, et est couplée avec un amplificateur (16)(17), dont l'entrée est alimentée par l'une des sorties du coupleur (18). Les données à émettre, issues d'une source (80), sont traitées en vue de l'émission par le module (28) qui effectue les traitements de modulation, et dont la sortie est reliée au coupleur (18) pour être distribuée sur les  $n\_pol$  polarisations en émission. Les puissances d'émission délivrées par les amplificateurs de puissance (16)(17) sont chacune contrôlées par le module de commande (27) de manière à répartir la puissance d'émission sur les  $n\_pol$  branches d'émission selon la répartition optimale estimée par le module (31). Dans la suite, on s'attachera à des exemples de réalisation de l'invention dans lesquels on mesure des paramètres d'émission et de réception de signaux en vue de déterminer la répartition optimale des puissances. Ces mesures sont fournies par le module (30) dans l'exemple de la figure 2.

Revenant à la figure 1, la portion de signal utile reçu par la station de réception (13) sur chaque antenne (9)(19)  $ant\_j$  est constituée des contributions de chaque séquence transmise  $(seq^{pol\_i})_{1 \leq i \leq n\_pol}$ , notée  $(seq^{pol\_i, ant\_j})_{1 \leq i \leq n\_pol, 1 \leq j \leq n\_ant}$ . Chaque antenne (9)(19) est couplée à un récepteur en diversité qui effectue des traitements radio (amplification, transposition en fréquence, filtrage et numérisation) et de démodulation pour fournir des estimations des séquences transmises, qui sont combinées pour fournir un gain de diversité. La combinaison peut notamment être une combinaison optimale de type MRC, qui pondère les différentes estimations en fonction des amplitudes complexes observées pour les différents trajets. Les séquences issues de chaque récepteur peuvent à leur tour être combinées selon la méthode MRC.

L'invention sera décrite dans la suite dans le cas de liaisons entre les stations (10) et (13) utilisant une modulation différentielle par déplacement de phase (DPSK, « Differential Phase Shift Keying »). La probabilité d'erreur moyenne sur les bits après combinaison MRC s'écrit :

$$BER_{MRC} = \frac{1}{2} \cdot \prod_{k=1}^{n\_div} \left( \frac{1}{1 + \gamma_k} \right) \quad (1)$$

où  $(\gamma_k)_{1 \leq k \leq n_{div}}$  désigne le rapport signal à bruit moyen mesuré sur les portions de signal utile reçues sur une antenne  $(ant\_j)_{1 \leq j \leq n_{ant}}$  selon la polarisation  $(pol\_i)_{1 \leq i \leq n_{pol}}$  en présence d'évanouissements rapides possédant une densité de probabilité de Rayleigh.

5 L'invention vise à déterminer une distribution des puissances d'émission selon chaque polarisation au niveau de la station (10). Pour une diversité duale de polarisation, les puissances reçues par la station (13) sur chaque antenne peuvent être exprimées au moyen de l'équation matricielle suivante :

$$10 \quad \begin{pmatrix} p_{r,MS}^{ant\_1} \\ p_{r,MS}^{ant\_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 & b_2 \\ b_3 & b_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{e,BS}^{pol\_1} \\ p_{e,BS}^{pol\_2} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Les coefficients  $(b_k)_{1 \leq k \leq n_{div}}$  sont des coefficients de transfert de puissance représentant une moyenne sur un intervalle de temps suffisamment long pour lisser les variations du canal dues au fading de Rayleigh, mais suffisamment court pour conserver une certaine différenciation des polarisations compte tenu de la mobilité de la station (13) par rapport aux antennes (14) et (15) de l'émetteur-récepteur (11). Cet intervalle de temps sera typiquement de l'ordre de 10 ms à quelques secondes. Les quantités  $(p_r^{ant\_j})_{1 \leq j \leq n_{ant}}$  et  $(p_e^{pol\_i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$  représentent donc des contributions moyennes en puissance sur chaque polarisation  $pol\_i$  en émission, ou antenne en réception  $ant\_j$ , respectivement, mesurées sur un intervalle de temps de l'ordre de 10 ms à quelques secondes. Dans le sens inverse, si l'on suppose que chacune des antennes (14)(15) est aussi sensible en réception aux  $n_{pol}$  polarisations, les puissances reçues par la station de base (11) sur chaque polarisation peuvent être exprimées au moyen de l'équation matricielle

25 suivante :

$$\begin{pmatrix} p_{r,BS}^{ant\_1} \\ p_{r,BS}^{ant\_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b'_1 & b'_2 \\ b'_3 & b'_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{e,MS}^{pol\_1} \\ p_{e,MS}^{pol\_2} \end{pmatrix} \quad (3)$$

En travaillant avec des quantités moyennes mesurées sur un tel intervalle de temps, le théorème de réciprocité permet de considérer que les matrices de transfert de puissance dans le sens descendant et dans le sens

montant sont quasi-identiques, de sorte que l'on peut faire l'approximation :  $b'_k = b_k, \forall 1 \leq k \leq n_{\text{div}}$ . Cet intervalle de moyennage permet en effet d'ignorer pour le besoin des calculs les phénomènes d'évanouissement rapides, les coefficients de la matrice de transfert de puissance reflétant les variations lentes de l'atténuation observées sur le canal de propagation.

Dans le cas présent de réalisation de l'invention, les quantités

$(\gamma_k)_{1 \leq k \leq n_{\text{div}}}$  s'écrivent  $\gamma_k = \frac{\text{puis}_r^{(\text{pol\_i,ant\_j})}}{N_r^{(\text{pol\_i,ant\_j})}}$  pour  $1 \leq i \leq n_{\text{pol}}, 1 \leq j \leq n_{\text{ant}}$  où

$\text{puis}_r^{(\text{pol\_i,ant\_j})}$  désigne la contribution en puissance moyenne reçue sur l'antenne ant\_j du signal utile émis avec la polarisation pol\_i, et  $N_r^{\text{pol\_i,ant\_j}}$  désigne la contribution en puissance moyenne reçue sur l'antenne ant\_j du bruit correspondant. La matrice de transfert de puissance permet ensuite

d'écrire  $\gamma_k = \frac{b_k \cdot p_e^{\text{pol\_i}}}{N_r^{\text{pol\_i,ant\_j}}}$ . La minimisation de la fonction de coût  $\text{BER}_{\text{MRC}}$  (1)

conduit alors à la recherche des racines positives d'un polynôme en  $p_e^{\text{pol\_i}}$  de degré 3, qui permet d'obtenir l'expression des puissances optimales pour chaque polarisation émise, par exemple dans le sens descendant. Ces valeurs optimales de puissances sont transmises au module (27) de commande, afin d'être prises en compte dans la commande des moyens (16)(17) d'amplification de l'émetteur-récepteur (11).

La complexité de la détermination du vecteur optimal de distribution des puissances peut être avantageusement amoindrie en tirant parti du caractère associatif des opérations de combinaison optimale MRC. La minimisation de la fonction de coût en sortie des modules de combinaison optimale conduit à travailler sur un ordre de diversité  $n_{\text{div}}/n_{\text{pol}}$ . Dans ce cas de figure, les quantités  $(\gamma_k)_{1 \leq k \leq n_{\text{div}}}$  deviennent  $(\gamma_{\text{ant\_j}})_{1 \leq j \leq n_{\text{ant}}}$  et s'écrivent

$\gamma_{\text{ant\_j}} = \frac{\text{puis}_r^{\text{ant\_j}}}{N_r^{\text{ant\_j}}}$  pour  $1 \leq i \leq n_{\text{ant}}$  où  $\text{puis}_r^{\text{ant\_j}}$  désigne la contribution en

puissance moyenne reçue du signal utile sur l'antenne ant\_j, et  $N_r^{\text{ant\_j}}$  désigne la contribution en puissance moyenne reçue du bruit correspondant.

L'équation matricielle (2) conduit à :

$$\gamma_{ant\_1} = \frac{p_e^{pol\_1} \times b_1 + (P - p_e^{pol\_1}) \times b_2}{N_r^{ant\_1}} \quad (4)$$

et

$$\gamma_{ant\_2} = \frac{p_e^{pol\_2} \times b_3 + (P - p_e^{pol\_2}) \times b_4}{N_r^{ant\_2}} \quad (5)$$

5 Il en découle, par dérivation de la fonction de coût  $BER_{MRC}$  (1), l'expression des puissances optimales pour chaque polarisation émise, par exemple dans le sens descendant :

$$\hat{p}_{e,BS}^{pol\_1} = \frac{(N_{r,MS}^{ant\_1} + b_2 \cdot P) \times (b_4 - b_3) + (N_{r,MS}^{ant\_2} + b_4 \cdot P) \times (b_2 - b_1)}{2 \cdot (b_1 - b_2) \cdot (b_3 - b_4)} \quad (6)$$

et

$$10 \quad \hat{p}_{e,BS}^{pol\_2} = P - \hat{p}_{e,BS}^{pol\_1} \quad (7)$$

Ce mode de réalisation de l'invention est décrit ci-après dans un exemple d'application à un réseau de radiocommunication utilisant la technique d'accès partagé CDMA ("Code Division Multiple Access"). La figure 3 illustre la partie réception d'un émetteur-récepteur (11) d'une station (10) de radiocommunication opérant en mode de diversité de polarisation selon l'invention. La station dispose de  $n_{pol} = 2$  antennes de réception, chacune des antennes (14)(15) étant sensible à chaque polarisation  $(pol\_i)_{1 \leq i \leq n_{pol}}$ . Un étage radio (21), disposé en aval de chaque antenne (14)(15), assure les traitements d'amplification, de transposition en fréquence, de filtrage et de numérisation pour former un signal en bande de base à partir du signal radio capté par l'antenne (14)(15).

Dans un système CDMA à étalement de spectre, les séquences de symboles transmis (seq), généralement binaires ( $\pm 1$ ) ou quaternaires ( $\pm 1 \pm j$ ), sont multipliées par des codes d'étalement composés d'échantillons, appelés "chips", dont la cadence est supérieure à celle des symboles, dans un rapport appelé facteur d'étalement, noté SF ("Spreading Factor"). Des codes d'étalement orthogonaux ou quasi-orthogonaux sont alloués à différents canaux partageant la même fréquence porteuse, afin de permettre à chaque récepteur de détecter la séquence de symboles qui lui est destinée, en

multipliant le signal reçu par le code d'étalement correspondant.

Chaque antenne (14)(15) est couplée en réception à un récepteur traditionnel qui effectue une démodulation cohérente fondée sur une approximation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation radio.

5 Pour estimer une réponse impulsionnelle, un module de sondage (22) comporte, de façon classique, un filtre adapté au code d'étalement du canal ou à la séquence de symboles pilotes transmise considérée. Pendant la réception d'un symbole pilote, connu a priori de la station de base (11), la sortie de ce filtre adapté est multipliée par le complexe conjugué de ce symbole pilote, ce  
10 qui produit une observation de la réponse impulsionnelle. L'estimation est obtenue en moyennant ces observations sur quelques dizaines de symboles pilotes.

La station (10) reçoit des séquences pilotes  
 $(seq\_pil_{ant\_j}^{pol\_i})_{1 \leq i \leq n\_pol, 1 \leq j \leq n\_ant}$  correspondant à des séquences émises  
 15  $(seq\_pil_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$  par la station (13), constituées de séquences de symboles pilotes  $(seq\_pil\_symb_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$  multipliées par le code d'étalement du canal. Ceci permet à chaque module (22) d'estimer séparément chaque vecteur de réponse impulsionnelle  $(h_k)_{0 \leq k \leq n\_div}$  dont les composantes caractérisent le canal de propagation d'un signal émis sur une parmi les  $n\_ant$   
 20 d'émission de la station (13). Ce traitement est effectué pour chacune des  $n\_pol$  branches du récepteur en diversité de la station (10), de sorte que dans l'exemple de réalisation de l'invention, les  $n\_pol$  modules (22) réalisent  $n\_div$  estimations de réponse impulsionnelle  $(h_{ant\_j}^{pol\_i})_{1 \leq i \leq n\_pol, 1 \leq j \leq n\_ant}$ . A partir de ces  $n\_div$  réponses impulsionnelles estimées, un module (23) effectue une  
 25 démodulation cohérente et un décodage des  $n\_pol$  signaux reçus sur chaque antenne. La démodulation par exemple être effectuée au moyen d'un récepteur de type RAKE. Les estimations des symboles transmis ainsi obtenues sont ensuite combinées au sein du module (24) pour obtenir un gain en diversité. Le module (24) produit  $n\_pol$  séquences de symboles estimés, chacune  
 30 correspondant à la combinaison des signaux reçus selon l'une parmi les  $n\_pol$

polarisations d'émission de la station (10).

Le module (25) détermine des coefficients de transfert de puissance  $(b_k)_{1 \leq k \leq n_{div}}$ , à partir de l'estimation de canal ou des signaux démodulés (estimation des bits) dont il mesure la contribution moyenne en puissance

5  $(p_r^{pol-i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$ , et des contributions moyennes en puissance de la station (13)  $(p_e^{pol-i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$ . Le module (26) détermine ensuite un vecteur optimal de puissances  $(\hat{p}_{e,BS}^{pol-i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$  dont il transmet les composantes correspondant à chaque polarisation au module de commande (27) qui commande en émission les amplificateurs de puissance (16)(17).

10 Ces traitements supposent que la station (11) dispose des contributions moyennes en puissance de la station (13)  $(p_e^{pol-i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$  et des contributions moyennes en puissance du bruit en réception de la station (13)  $(N_{r,MS}^{pol-i})_{1 \leq i \leq n_{pol}}$ . Ces données peuvent être fournies à la station (11) au moyen d'une boucle de rétroaction dont un exemple est fourni ci-après dans le

15 cadre des réseaux de troisième génération de type UMTS, dont la figure 4 montre l'architecture.

Les commutateurs du service mobile 50, appartenant à un cœur de réseau (CN, « Core Network »), sont reliés d'une part à un ou plusieurs réseaux fixes 51 et d'autre part, au moyen d'une interface dite *Iu*, à des

20 équipements de contrôle 52, ou RNC (« Radio Network Controller »). Chaque RNC 52 est relié à une ou plusieurs stations de base 53 au moyen d'une interface dite *Iub*. Les stations de base 53, réparties sur le territoire de couverture du réseau, sont capables de communiquer par radio avec les terminaux mobiles 54, 54a, 54b appelés UE (« User Equipment »). Les stations

25 de base 53, aussi appelées « node B », peuvent desservir chacune une ou plusieurs cellules au moyen d'émetteurs-récepteurs respectifs 55. Certains RNC 52 peuvent en outre communiquer entre eux au moyen d'une interface dite *Iur*. Les RNC et les stations de base forment un réseau d'accès appelé UTRAN (« UMTS Terrestrial Radio Access Network »).

30 Les réseaux UMTS utilisent une technique à large bande d'accès

multiple avec répartition par codes (W-CDMA, « Wideband CDMA »). La cadence chip est de 3,84 Mchip/s dans le cas de l'UMTS. Les codes d'étalement distinguent différents canaux physiques qui sont superposés sur la même ressource de transmission constituée par une fréquence porteuse. Pour l'UMTS en mode FDD (« Frequency Division Duplex ») sur la liaison descendante, un code de brouillage (« scrambling code ») est alloué à chaque émetteur-récepteur correspondant à une cellule desservie par une station de base, et différents canaux physiques dans cette cellule sont distingués par des codes de canal (« channelization codes ») mutuellement orthogonaux. L'émetteur-récepteur peut aussi utiliser plusieurs codes de brouillage mutuellement orthogonaux, l'un d'entre eux étant un code de brouillage primaire. Sur la liaison montante, l'émetteur-récepteur utilise le code de brouillage pour séparer les terminaux mobiles émetteurs, et éventuellement le code de canal pour séparer les canaux physiques issus d'un même terminal. Pour chaque canal physique, le code d'étalement global est le produit du code de canal et du code de brouillage. Le facteur d'étalement (égal au rapport entre la cadence des chips et la cadence des symboles) est une puissance de 2 comprise entre 4 et 512. Ce facteur est choisi en fonction du débit de symboles à transmettre sur le canal.

Dans un mode préféré de réalisation de l'invention, les signaux émis par le terminal sur chacune des polarisations le sont avec la même puissance. La puissance d'émission d'un terminal mobile peut être connue de la station de base par l'intermédiaire des procédures de mesures demandées par le RNC aux UE, pour être ensuite transmise aux stations de base sur l'interface Iub.

Les procédures de mesure sont notamment décrites dans la section 8.4 de la spécification technique 3G TS 25.331, "Radio Resource Control (RRC) Protocol Specification", version 3.9.0 publiée en décembre 2001 par le 3GPP, et dans la spécification technique 3G TS 25.215, "Physical Layer; Measurements (FDD)", version 3.9.0 publiée en décembre 2001 par le 3GPP. Les mesures souhaitées par le RNC sont demandées aux UE dans des messages « MEASUREMENT CONTROL », dans lesquels sont également indiqués les modes de compte rendu, par exemple avec une périodicité spécifiée ou en réponse à certains événements. Les mesures spécifiées par le

RNC sont alors effectuées par l'UE qui les remonte sur la connexion RRC dans des messages « MEASUREMENT REPORT » (voir sections 10.2.15 et 10.2.17 de la spécification technique 3G TS 25.331). Ces messages « MEASUREMENT CONTROL » et « MEASUREMENT REPORT » sont relayés de façon transparente par les émetteurs-récepteurs des stations de base. Les mesures prises en considération par le RNC pour contrôler les liens radio comprennent des mesures de puissance (type de mesure "UE transmitted power" décrite au paragraphe 5.1.7 de la spécification technique 25.215, version 3.9.0) effectuées sur les signaux ou canaux pilotes, obtenues par un module de mesure situé dans l'UE. Les mesures obtenues par ce module de mesure sont transmises au RNC par l'intermédiaire d'un protocole de contrôle des ressources radio (RRC), appartenant à la couche 3 du modèle ISO, décrit dans la spécification technique 3G TS 25.331. Ces mesures de puissance peuvent ensuite être retransmises à la station de base, par exemple au moyen du protocole applicatif de commande des émetteurs-récepteurs, appelé NBAP ("Node B Application Protocol", voir spécification technique 3G TS 25.433, version 3.9.0 publiée en mars 2002 par le 3GPP).

Dans la suite, on considère que les contributions moyennes en puissance du bruit en réception de la station (13)  $(N_{r,MS}^{pol\_i})_{1 \leq i \leq n\_pol}$  sont identiques sur les différentes polarisations, et notées  $N_{r,MS}$ . Cette contribution peut être exprimée comme suit :  $N_{r,MS} = RSSI_{MS} - \frac{P_{e,BS}}{"pathloss"}$  où la quantité RSSI (« Received Signal Strength Indicator ») désigne la puissance reçue dans la bande passante des signaux autour d'une porteuse UMTS. Cette puissance peut être mesurée par le récepteur radio de la station (13). Dans un système UMTS, l'UE peut aussi calculer l'atténuation du signal ("pathloss") sur le canal de propagation depuis chaque node B d'un ensemble surveillé pour la mise en œuvre du mode de macrodiversité. La norme prévoit que le RNC puisse demander à l'UE qu'il lui rende compte de ce paramètre d'atténuation (3G TS 25.331, sections 10.3.7.38 et 14.1.1) et de cette puissance reçue (3G TS 25.331, sections 10.3.7.15 et 10.3.7.21). De même que précédemment, ces mesures peuvent ensuite être retransmises à la station de base, par

exemple au moyen du protocole NBAP (voir spécification technique 3G TS 25.433 précitée).

L'orthogonalité des séquences pilotes  $(seq\_pil_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$  peut être assurée selon deux modes de fonctionnement détaillés ci-après.

5 Le premier mode de fonctionnement est caractérisé par la détermination du ou des canaux physiques à utiliser pour la communication entre la station (13) et l'émetteur-récepteur (11), ainsi que de leur format, un canal de communication ayant des caractéristiques propres selon son format. Les différents formats existants sont rassemblés dans le tableau 11 de la  
10 section 5.3.2 de la spécification technique 3G TS 25.211, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)", version 3.9.0 publiée en décembre 2001 par le 3GPP. Une des caractéristiques importantes d'un canal de communication est son facteur d'étalement SF. Plus le SF d'un canal est élevé, plus le débit qu'il offre sera faible. Mais  
15 parallèlement, plus le SF d'un canal est élevé, plus la durée d'un symbole est grande, permettant ainsi une meilleure robustesse aux interférences. Dans le système UMTS illustré à la figure 4, le RNC 52 peut décider de modifier les canaux de communication courants pour les remplacer par un ou plusieurs canaux de communication de SF différent. Un traitement similaire peut  
20 d'ailleurs être effectué, non pas en cours de communication, mais à l'initialisation de celle-ci, lors de l'allocation de ressources radio.

Pour illustrer ce principe général, considérons un canal de communication de SF 8 utilisé à un moment donné entre un terminal mobile 54 et un émetteur récepteur fixe 55. Celui-ci est par exemple un canal de format  
25 n° 15 selon la codification de la spécification technique 3G TS 25.211. Le RNC peut choisir d'utiliser, en remplacement de ce canal de communication, deux autres canaux de SF 16, par exemple de format n° 14. Le terminal mobile 54 fonctionne alors en mode de transmission multicode. La communication est alors également répartie entre les deux canaux. Le débit résultant est  
30 légèrement plus faible avec les deux canaux de SF 16, ce qui n'empêchera toutefois pas d'offrir le service requis.

Lorsque le mobile transmet en multicode des signaux à diversité de

polarisation, l'allocation en transmission de chaque canal de communication peut être effectuée de manière à transmettre avec un code de canal donné sur une polarisation. Dans l'exemple précédent, chaque canal de SF16 peut être transmis sur une antenne du terminal mobile, chaque antenne générant des  
 5 signaux radio électriques de polarisation  $(pol\_i)_{1 \leq i \leq n\_pol}$ . Cela permet d'associer un code de canal avec une polarisation, ce qui assure l'orthogonalité des séquences  $(seq\_pil_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$  émises sur chaque antenne.

Dans le système UMTS, le fonctionnement en mode multicode d'un mobile est contrôlé par le RNC correspondant. La transmission par le RNC des  
 10 canaux à utiliser par le terminal mobile se fait selon le protocole RRC, tel que présenté dans la spécification technique 3G TS 25.331 précitée, grâce à un message de commandé d'initialisation ou de reconfiguration de canaux : "Radio bearer setup", "Radio bearer reconfiguration" ou "Physical channel reconfiguration". Chacun de ces messages contient un élément d'information  
 15 nommé "Downlink information for each radio link" (voir paragraphe 10.3.6.27 de la 3G TS 25.331). Ce message contient lui-même un élément d'information nommé "Downlink DPCH info for each RL" (voir paragraphe 10.3.6.21 de la 3G TS 25.331). Ce dernier message contient un certain nombre d'informations permettant de caractériser les canaux à utiliser. Parmi ces informations, on  
 20 trouve les codes de canal descendant, les facteurs d'étalement et les codes de brouillage associés. A la réception de ce message, le terminal mobile est capable d'utiliser le ou les canaux identifiés et transmis par le RNC.

Dans un autre mode de fonctionnement, l'orthogonalité des séquences pilotes émises  $(seq\_pil_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$  est assurée par l'orthogonalité des  
 25 séquences de symboles pilotes considérées  $(seq\_pil\_symb_{ant\_j})_{1 \leq j \leq n\_ant}$ .

Dans un second mode de réalisation de l'invention illustré par la figure 5, la station (70) est équipée d'une seule antenne à diversité de polarisation à  $n\_pol$  branches, sensible en réception à chacune des  $n\_pol$  polarisations d'émission de la station (71). L'ordre de diversité est alors égal à  $n\_pol$  (égal à  
 30 2 dans l'exemple de la figure 5). Dans l'exemple de la figure 5, l'antenne (73) de la station (70) peut par exemple être composée d'éléments dipôles croisés,

formant entre eux un angle de  $90^\circ$  pour permettre la réception de polarisations linéaires orthogonales.

Dans le cas de liaisons entre les stations (70) et (71) utilisant une modulation DPSK, la probabilité d'erreur moyenne sur les bits après  
5 combinaison MRC s'écrit :

$$\text{BER}_{\text{MRC}} = \frac{1}{2} \cdot \prod_{i=1}^{n_{\text{pol}}} \left( \frac{1}{1 + \gamma_i} \right) \quad (8)$$

où  $(\gamma_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  désigne le rapport signal à bruit moyen mesuré sur les portions de signal utile reçues par la station (70) selon la polarisation  $(\text{pol}_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  en présence d'évanouissements rapides possédant une densité de probabilité de  
10 Rayleigh.

On cherche à minimiser  $\text{BER}_{\text{MRC}}$  (8) sous la contrainte :

$$\sum_{i=1}^{n_{\text{pol}}} p_{e,BS}^{\text{pol}_i} = P \quad (9)$$

Les quantités  $(\gamma_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  s'écrivent :  $\gamma_i = \frac{\text{puis}_r^{\text{pol}_i}}{N_r^{\text{pol}_i}}$  pour  $1 \leq i \leq n_{\text{pol}}$  où  
15  $\text{puis}_r^{\text{pol}_i}$  désigne la contribution en puissance moyenne reçue par la station (70) du signal utile émis avec la polarisation  $\text{pol}_i$ , et  $N_r^{\text{pol}_i}$  désigne la contribution en puissance moyenne reçue du bruit. En notant,  $(b_i)_{1 \leq i \leq n_{\text{pol}}}$  le coefficient d'atténuation subi par le signal utile émis avec la polarisation  $\text{pol}_i$ , il vient :  $\gamma_i = \frac{b_i \cdot p_e^{\text{pol}_i}}{N_r^{\text{pol}_i}}$ . Des techniques classiques d'optimisation sous  
20 contrainte (comme par exemple les coefficients multiplicateurs de Lagrange) conduisent à l'optimum :

$$\hat{p}_{e,BS}^{\text{pol}_i} = \frac{P}{n_{\text{pol}}} + \frac{1}{n_{\text{pol}}} \sum_{l=1}^{n_{\text{pol}}} \frac{N_r^{\text{pol}_l}}{b_l} - \frac{N_r^{\text{pol}_i}}{b_i} \quad (10)$$

En supposant que la contribution en puissance moyenne reçue du bruit est identique sur chaque polarisation, et est notée  $N_r$ , on obtient :

$$\hat{p}_{e,BS}^{\text{pol}_i} = \frac{P}{n_{\text{pol}}} + \frac{N_r}{n_{\text{pol}}} \sum_{l=1}^{n_{\text{pol}}} \frac{1}{b_l} - \frac{N_r}{b_i} \quad (11)$$

soit pour une diversité de polarisation d'ordre 2, comme illustré sur la figure 5 :

$$\hat{p}_{e,BS}^{pol\ 1} = \frac{P}{2} + \frac{N_r}{2} \left( \frac{1}{b_2} - \frac{1}{b_1} \right) \quad (12)$$

et

$$\hat{p}_{e,BS}^{pol\ 2} = \frac{P}{2} + \frac{N_r}{2} \left( \frac{1}{b_1} - \frac{1}{b_2} \right) \quad (13)$$

5 De même que précédemment, l'application du théorème de réciprocité permet d'obtenir les coefficients  $(b_i)_{1 \leq i \leq n_{pol}}$  à partir d'une mesure des atténuations dans le sens montant, de la station (70) vers la station (72). Le couplage de chaque antenne (74)(75) de l'émetteur-récepteur (72) à un récepteur traditionnel permet de mettre en oeuvre l'exemple précédent de  
10 procédé d'obtention des coefficients  $(b_i)_{1 \leq i \leq n_{pol}}$ .

La puissance d'émission de la station (71) sur chaque antenne (74)(75) correspondant à une polarisation donnée est donc ajustée de manière à privilégier le meilleur trajet du signal émis. Ce procédé peut avantageusement être combiné avec d'autres schémas de diversité d'émission, prévus par  
15 exemple pour des réseaux de type GSM ("Global System for Mobile Telecommunications"), ou pour des réseaux de type UMTS, comme le schéma STTD évoqué plus haut. Dans ce cas de figure, les deux versions du signal radio sont émises selon le schéma d'émission STTD. Leur émission n'est de ce fait pas simultanée.

## REVENDICATIONS

1. Procédé d'émission d'un signal radio en diversité de polarisation, dans lequel on transmet plusieurs versions du signal radio ayant des polarisations différentes depuis une première station vers une seconde station, caractérisé en ce qu'on règle de manière adaptative les puissances d'émission respectives desdites versions du signal radio en fonction de mesures effectuées par la première station sur des signaux transmis par la seconde station.
2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel on transmet lesdites versions du signal radio simultanément.
3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, dans lequel on estime une répartition optimale de puissance d'émission du signal radio entre les différentes polarisations au sens de la minimisation d'une fonction de coût relative à la qualité du signal reçu par la seconde station, et on répartit la puissance d'émission entre lesdites versions du signal radio conformément à la répartition estimée.
4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel la fonction de coût à minimiser mesure une probabilité d'erreur en réception.
5. Procédé selon la revendication 3 ou 4, dans lequel on mesure des paramètres d'émission de signaux transmis par la seconde station vers la première station, et des paramètres de réception par la seconde station desdites versions du signal radio émis en diversité de polarisation par la première station, et on transmet lesdits paramètres mesurés à la première station pour l'estimation de la répartition optimale de puissance d'émission.
6. Procédé selon la revendication 5, ladite seconde station étant agencée pour émettre en diversité de polarisation, dans lequel :
  - on mesure, pour chaque polarisation en émission, une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par la seconde station ;

- on mesure, pour certains au moins des signaux émis par la première station selon une polarisation déterminée vers la seconde station, une contribution moyenne en puissance du bruit en réception interférant le signal utile relatif audit signal émis ;

- 5           - on évalue, pour chaque polarisation en émission par la première station, des coefficients de transfert de puissance sur un canal de propagation radio de certains au moins des signaux émis par la seconde station.

7.           Procédé selon la revendication 5, ladite seconde station étant agencée pour émettre en diversité de polarisation, dans lequel la contribution  
10           moyenne en puissance des signaux émis par la seconde station est sensiblement identique sur chaque polarisation, et dans lequel :

- on mesure une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par la seconde station ;

- 15           - on mesure, pour certains au moins des signaux émis par la première station selon une polarisation déterminée vers la seconde station, une contribution moyenne en puissance du bruit en réception interférant le signal utile relatif audit signal émis ;

20           - on évalue, pour chaque polarisation en émission par la première station, des coefficients de transfert de puissance sur un canal de propagation radio de certains au moins des signaux émis par la seconde station.

8.           Procédé selon la revendication 6 ou 7, dans lequel les mesures de contribution moyenne en puissance du bruit et de contribution moyenne en puissance d'émission sont effectuées dans la seconde station, et transmises à la première station en vue de l'estimation de la répartition optimale de la  
25           puissance d'émission.

9.           Station de radiocommunication à diversité de polarisation, comprenant des moyens d'émission (16-18,28) de plusieurs versions d'un signal radio ayant des polarisations différentes vers une station de radiocommunication distante (70)(13), caractérisée en ce qu'elle comprend en  
30           outre des moyens (24,25) de mesure de paramètres à partir de signaux transmis par ladite station distante et des moyens (26-27,31) de réglage

adaptatif des puissances d'émission respectives desdites versions du signal radio en fonction desdits paramètres mesurés.

10. Station de radiocommunication selon la revendication 9, dans laquelle les moyens d'émission (16-18,28) sont couplés à  $n_{pol}$  antennes (14)(15),  $n_{pol}$  étant supérieur ou égal à deux, et agencés de manière à émettre à partir de chaque antenne (14)(15) un signal radio selon une parmi  $n_{pol}$  polarisations,

11. Station de radiocommunication selon la revendication 9 ou 10, dans laquelle les moyens (26-27,31) de réglage adaptatif des puissances d'émission comprennent des moyens (26, 31) pour estimer une répartition optimale de la puissance d'émission des signaux émis avec une polarisation déterminée au sens de la minimisation d'une fonction de coût relative à la qualité du signal reçu par la station distante, et des moyens (27) de commande des moyens d'émission (16-18,28) pour répartir la puissance d'émission suivant la répartition estimée.

12. Station de radiocommunication selon la revendication 11, dans laquelle les moyens (26,31) pour estimer la répartition optimale de puissance d'émission comprennent des moyens de minimisation d'une probabilité d'erreur en réception par la station distante.

13. Station de radiocommunication selon la revendication 11 ou 12, comprenant en outre des moyens (30) d'obtention de paramètres d'émission de signaux par la station distante et de réception de signaux émis vers la station distante, coopérant avec les moyens (26, 31) pour estimer la répartition optimale de puissance d'émission.

14. Station de radiocommunication selon la revendication 10, comprenant en outre des moyens (21-23) de réception couplés aux  $n_{pol}$  antennes (14)(15) sensibles en réception aux  $n_{pol}$  polarisations, respectivement, et dans laquelle les moyens (26, 31) pour estimer la répartition optimale de puissance d'émission coopèrent avec des moyens (30) d'obtention de paramètres d'émission de signaux par la station distante et de réception de



signaux émis vers la station distante et des moyens (22-25) d'obtention de paramètres de réception de signaux émis par la station distante.

15. Station de radiocommunication selon la revendication 14, dans laquelle les moyens (22-25) d'obtention de paramètres de réception de signaux émis par la station distante comprennent des moyens d'obtention, pour chacune des  $n_{pol}$  polarisations, d'une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par la station distante, et des moyens d'estimation de coefficients de transfert de puissance de signaux émis par la station distante selon chacune des  $n_{pol}$  polarisations, et reçus sur chacune des  $n_{pol}$  antennes (14)(15).

16. Station de radiocommunication selon la revendication 14 ou 15, dans laquelle les moyens (22-25) d'obtention de paramètres de réception de signaux émis par la station distante comprennent des moyens d'obtention d'une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par la station distante, et des moyens de détermination de coefficients de transfert de puissance de signaux émis par la station distante selon chacune des  $n_{pol}$  polarisations, et reçus sur chacune des  $n_{pol}$  antennes (14)(15).

17. Station de radiocommunication selon l'une quelconque des revendications 14 à 16, dans laquelle les moyens (22-25) d'obtention de paramètres de réception de signaux émis par la station distante comprennent des moyens (22)(23) pour estimer des symboles émis par la station distante selon chacune des  $n_{pol}$  polarisations, et reçus sur chacune des  $n_{pol}$  antennes (14)(15), et des moyens (24) de combinaison des symboles estimés.

18. Station de radiocommunication selon la revendication 13 ou 14, dans laquelle les moyens (30) d'obtention de paramètres d'émission de signaux par la station distante et de réception de signaux émis vers la station distante comprennent des moyens d'obtention, pour l'un au moins des signaux émis vers la station distante selon une polarisation déterminée parmi  $n_{pol}$ , d'une mesure d'une contribution moyenne en puissance du bruit interférant le signal utile relatif audit signal émis.

19. Station de radiocommunication selon la revendication 13, dans laquelle les moyens (30) d'obtention de paramètres d'émission de signaux par la station distante et de réception de signaux émis vers la station distante comprennent des moyens de mesure, pour chacune des  $n_{pol}$  polarisations en émission, d'une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par la station distante.
20. Station de radiocommunication selon la revendication 10, dans laquelle  $n_{pol} = 2$ .
21. Terminal de radiocommunication, comprenant des moyens pour communiquer avec une infrastructure de réseau incorporant une station de radiocommunication selon l'une quelconque des revendications 9 à 20, des moyens pour recevoir et traiter des signaux émis en diversité de polarisation selon  $n_{pol}$  polarisations par ladite station, des moyens pour mesurer, pour certains au moins des signaux émis par ladite station de radiocommunication selon une polarisation déterminée parmi  $n_{pol}$ , une contribution moyenne en puissance du bruit interférant le signal utile relatif audit signal émis, et des moyens pour transmettre lesdites mesures de contribution moyenne en puissance du bruit à l'infrastructure de réseau de radiocommunication.
22. Terminal de radiocommunication selon la revendication 21, comprenant des moyens pour recevoir et traiter des signaux émis en diversité de polarisation selon  $n_{pol}$  polarisations sur  $n_{ant}$  antennes,  $n_{ant}$  étant supérieur ou égal à 2, des moyens pour évaluer, pour chacune des  $n_{pol}$  polarisations, des coefficients de transfert de puissance sur un canal de propagation radio de certains au moins des signaux émis par ladite station de radiocommunication, et des moyens pour transmettre les coefficients évalués à l'infrastructure de réseau de radiocommunication.
23. Terminal de radiocommunication selon la revendication 21, comprenant en outre des moyens pour émettre des signaux radio selon lesdites  $n_{pol}$  polarisations à partir de  $n_{ant}$  antennes d'émission, des moyens pour mesurer, pour chacune des  $n_{pol}$  polarisations en émission, une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par



lesdits moyens d'émission, et des moyens pour transmettre lesdites mesures à l'infrastructure de réseau de radiocommunication.

24. Terminal de radiocommunication selon la revendication 21, comprenant en outre des moyens pour émettre avec une contribution moyenne en puissance sensiblement identique des signaux radio selon lesdites  $n_{pol}$  polarisations à partir de  $n_{ant}$  antennes d'émission, des moyens pour mesurer une contribution moyenne en puissance de certains au moins des signaux émis par lesdits moyens d'émission, et des moyens pour transmettre lesdites mesures à l'infrastructure de réseau de radiocommunication.
- 10 25. Terminal de radiocommunication selon l'une quelconque des revendications 21 à 24, dans lequel  $n_{pol} = 2$ .
26. Terminal de radiocommunication selon la revendication 23 ou 24, dans lequel  $n_{ant} = 1$ .
- 15 27. Terminal de radiocommunication selon l'une quelconque des revendications 22 à 25, dans lequel  $n_{ant} = 2$ .

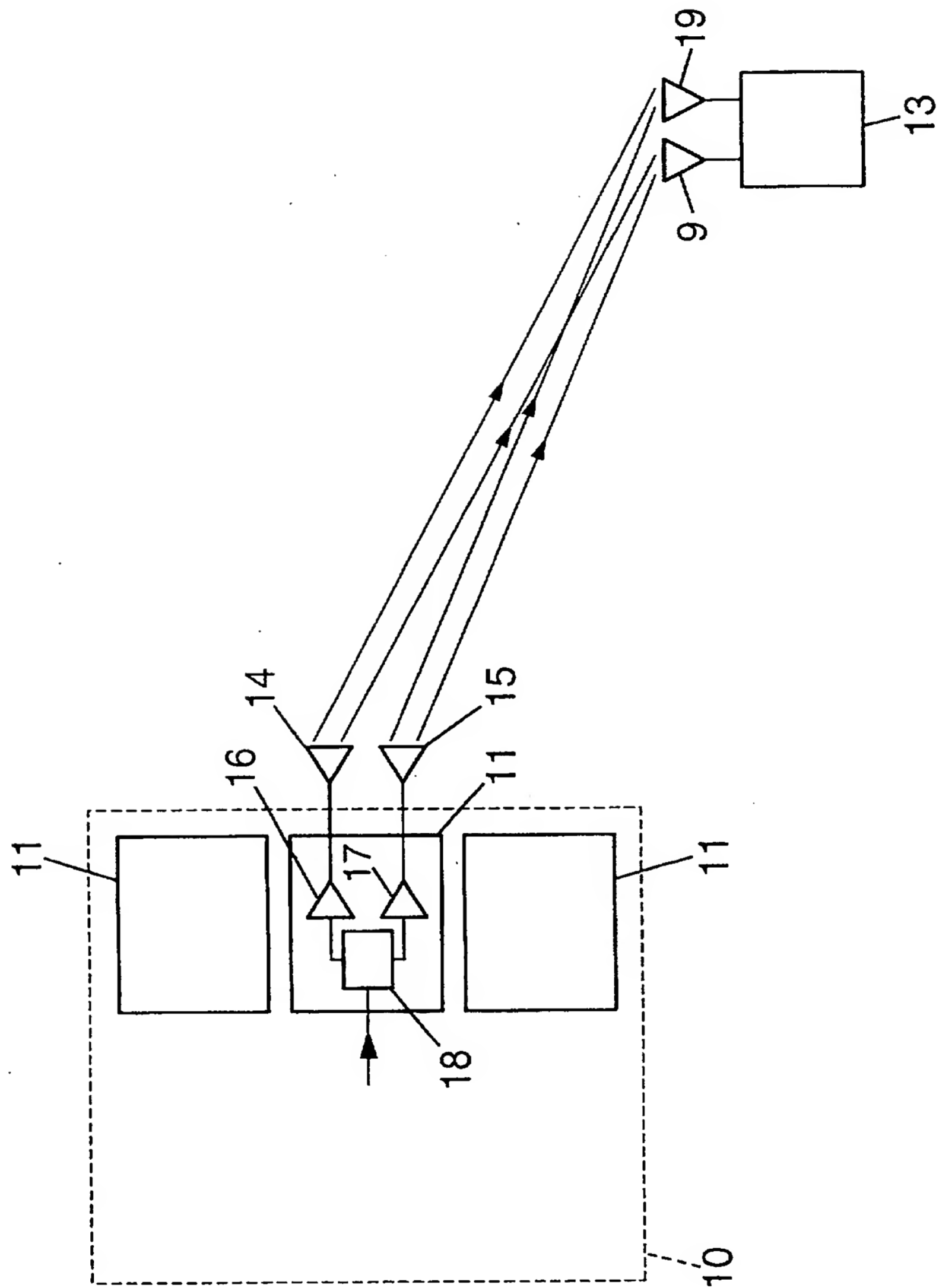


FIG. 1

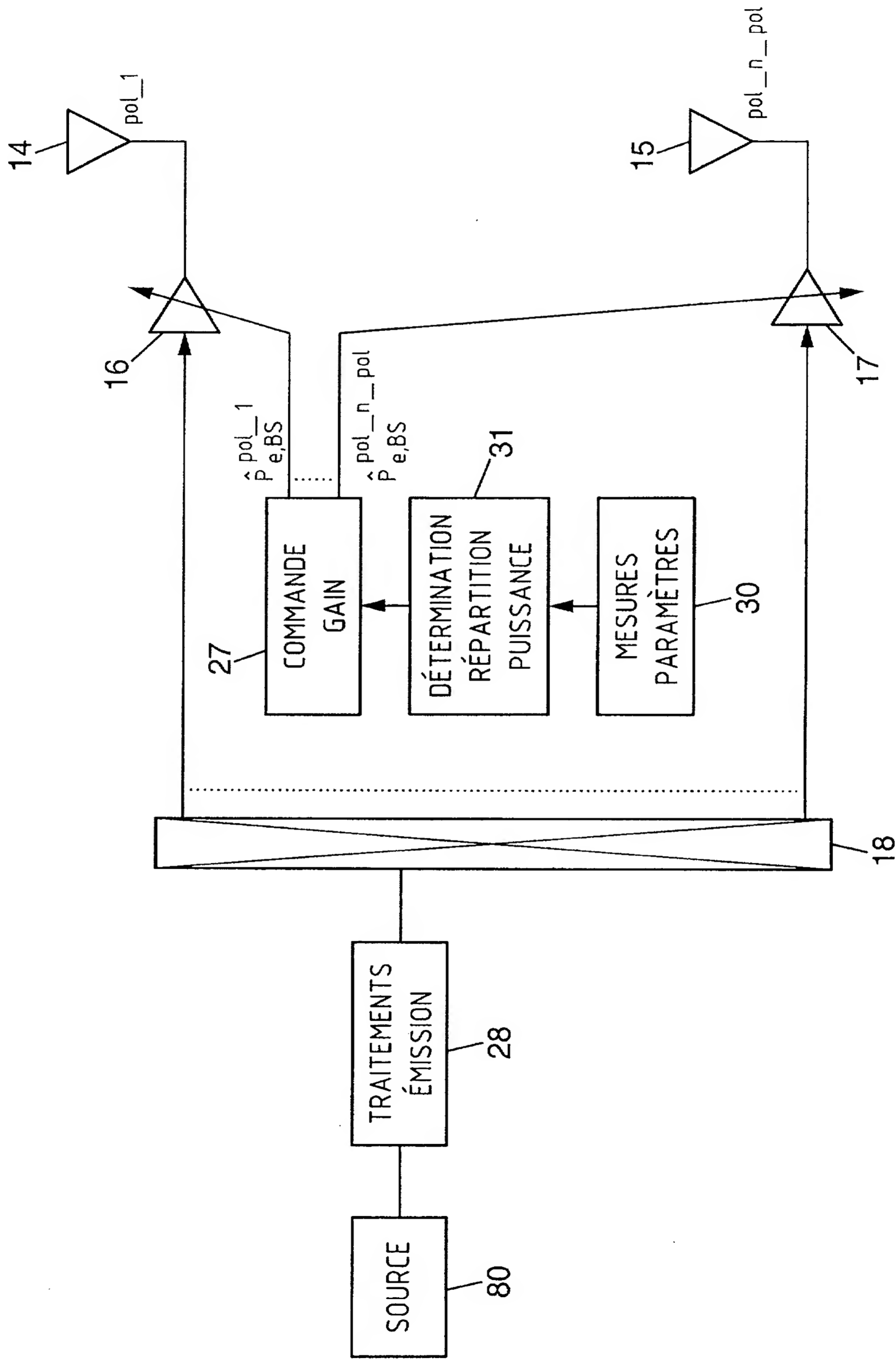
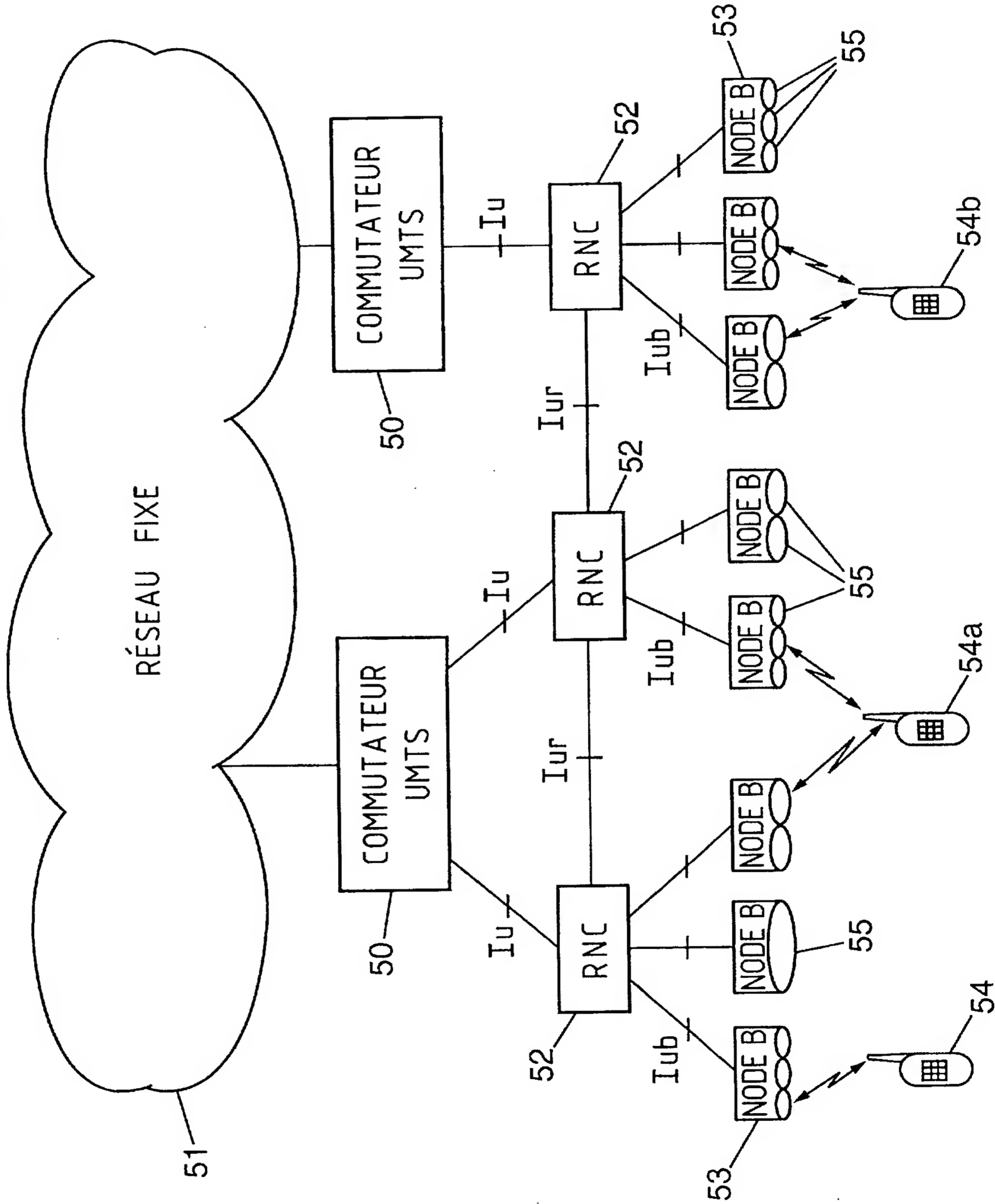


FIG. 2



FIG. 4



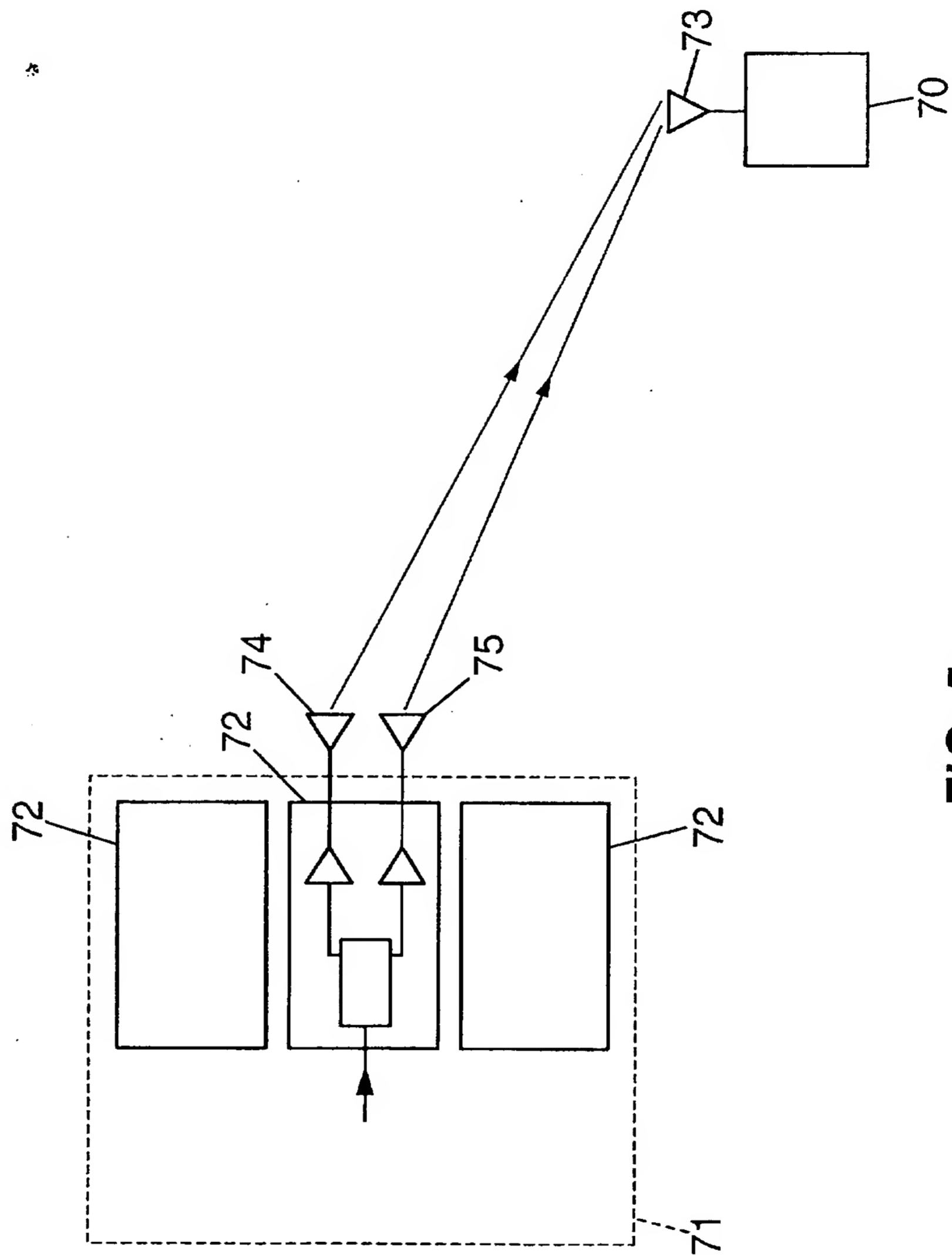


FIG. 5

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

**DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S)** Page N° 1/1

(À fournir dans le cas où les demandeurs et les inventeurs ne sont pas les mêmes personnes)

**INV**

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 270501

<b>Vos références pour ce dossier (facultatif)</b>		
<b>N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL</b>		BLO/FC-BFF020183 0210613
<b>TITRE DE L'INVENTION</b> (200 caractères ou espaces maximum)		
<p>PROCÉDE D'ÉMISSION DE SIGNAUX RADIO EN DIVERSITÉ DE POLARISATION, STATION ET TERMINAL DE RADIOCOMMUNICATION POUR LA MISE EN ŒUVRE DU PROCÉDE</p>		
<b>LE(S) DEMANDEUR(S) :</b>		
<p>NORTEL NETWORKS LIMITED</p>		
<b>DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) :</b>		
<b>1</b> Nom		
Prénoms		LUCIDARME Thierry
Adresse	Rue	1, allée Etienne Falconet
	Code postal et ville	78180 MONTIGNY-LE-BRETONNEUX FRANCE
Société d'appartenance (facultatif)		
<b>2</b> Nom		
Prénoms		BEN RACHED Nidham
Adresse	Rue	52bis, rue Gauthey
	Code postal et ville	75017 PARIS FRANCE
Société d'appartenance (facultatif)		
<b>3</b> Nom		
Prénoms		
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
<p>S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez plusieurs formulaires. Indiquez en haut à droite le N° de la page suivi du nombre de pages.</p>		
<b>DATE ET SIGNATURE(S)</b> <b>DU (DES) DEMANDEUR(S)</b> <b>OU DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire)		Le 27 août 2002  <b>CABINET PLASSERAUD</b>  Bertrand LOISEL  CPI n° 940311